

(19)

JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **06061894 A**

(43) Date of publication of application: **04.03.94**

(51) Int. Cl.

H04B 7/10
H03H 15/00
H03H 17/02
H04B 7/005

(21) Application number: **04215878**

(71) Applicant: **NEC CORP**

(22) Date of filing: **13.08.92**

(72) Inventor: **TSUJIMOTO ICHIRO**

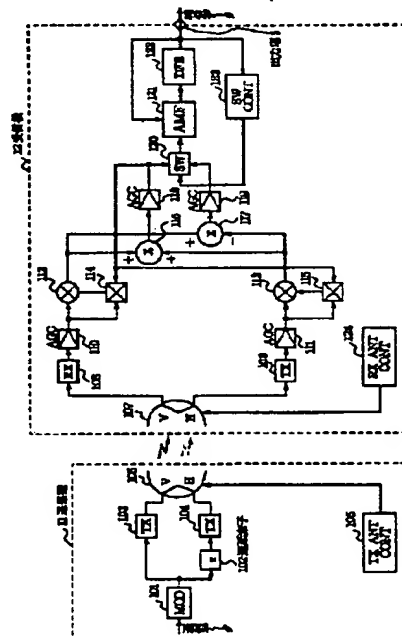
(54) INTERFERENCE WAVE ELIMINATION DEVICE

(57) Abstract:

PURPOSE: To realize elimination of a broad band interference wave and of a multi-path distortion without damaging the diversity effect.

CONSTITUTION: A transmitter 11 sends radio frequency signals of V and H polarized waves having a delay time τ . A receiver 12 uses a power inversion adaptive array comprising circuits 108-120 to eliminate a broad band interference wave between polarized diversity branches. A changeover device 120 selects an output of an adder 116 when an interference wave is not eliminated and selects an output of a subtractor 117 when the interference is eliminated. The output of the changeover device 120 is subjected to adaptive equalization by an adaptive matching filter 121 and a discrimination feedback equalizer 122. When no interference wave is received between both VH polarized waves, antenna controllers 106, 124 apply rotation control of the polarized face of a transmission antenna 105 and a reception antenna 107 respectively.

COPYRIGHT: (C)1994,JPO&Japio



(19)日本国特許庁(JP)

(12)公開特許公報(A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-61894

(43)公開日 平成6年(1994)3月4日

(51)Int.Cl.⁵

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 4 B 7/10

B 9199-5K

H 0 3 H 15/00

7037-5J

17/02

G 7037-5J

H 0 4 B 7/005

8226-5K

審査請求 未請求 請求項の数1(全 8 頁)

(21)出願番号

特願平4-215878

(22)出願日

平成4年(1992)8月13日

(71)出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72)発明者 辻本 一郎

東京都港区芝五丁目7番1号日本電気株式会社内

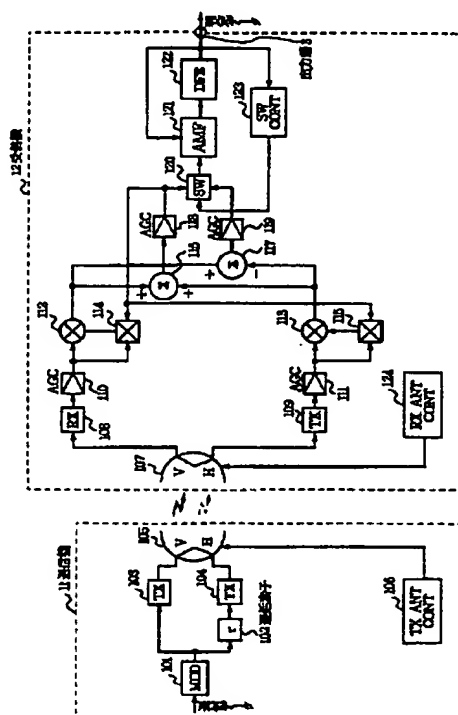
(74)代理人 弁理士 京本 直樹 (外2名)

(54)【発明の名称】 干渉波除去装置

(57)【要約】

【目的】 ダイバーシティ効果を損なわないで広帯域干渉波の除去とマルチパス歪の除去を実現する。

【構成】 送信機11は遅延時間 τ を持たせたVおよびH偏波の無線周波数信号を送信する。受信機12は、回路108ないし120で構成されるパワー・インバージョン・アダプティブ・アレイにより、偏波ダイバーシティブランチ間で広帯域干渉除去を行う。切替器120は、干渉除去を行わないときには加算器116出力を選択し、干渉除去動作時には減算器117出力を選択する。切替器120の出力は適応整合フィルタ121と判定帰還型等化器122によって適応等化される。VH両偏波間に干渉波が受信されないときにはアンテナ制御器106および124がそれぞれ送信アンテナ105および受信アンテナ107の偏波面を回転制御する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 同一送信データで変調された垂直および水平偏波の無線周波数信号を送信アンテナから送信する送信機と、前記垂直および水平偏波の無線周波数信号を受信アンテナに受ける受信機とを備える偏波ダイバーシティ方式の干渉波除去装置において、前記送信機が、前記垂直および水平偏波無線周波数信号間に所定の遅延時間差を持たせて送信する送信手段と、前記送信アンテナの偏波面を回転制御する送信アンテナ偏波回転制御手段とを備え、前記受信機が、受信した前記垂直および水平偏波無線周波数信号をそれぞれAGC増幅するAGC増幅器と、前記AGC増幅器各々の出力と前記AGC増幅器に対応する相関信号とをそれぞれ乗算する乗算器と、前記二つの乗算器の出力を同相合成する加算器と、前記二つの乗算器出力を逆相合成する減算器と、前記加算器の出力をAGC増幅するAGC増幅手段と、前記AGC増幅器各々の出力と前記AGC増幅手段の出力との相関をそれぞれとって前記相関信号を生じる相関器と、前記同相合成出力と逆相合成出力とを切替る切替器と、前記切替器の出力を適応受信する適応整合フィルタと、前記適応整合フィルタの出力を判定帰還等化する判定帰還形等化器と、前記受信アンテナの偏波面を回転制御する受信アンテナ偏波回転制御手段とを備えることを特徴とする干渉波除去装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は干渉波除去装置に関し、特に偏波ダイバーシティを用いるマルチパスフェージング回線においてD/U（希望波対干渉波比）がマイナスとなるような強度な干渉波が存在した場合の広帯域干渉波の除去およびフェージングによる波形歪の適応等化を行なう干渉波除去装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 従来、PSKやQAM変調波を用いたデジタルマイクロ波回線に対してFM回線による干渉や、隣接チャンネルからの干渉あるいは妨害波などが問題となることがある。特にデジタル伝送速度が高速の場合、FM干渉波は狭帯域干渉波と見なせるが、それ以外の干渉波は広帯域の場合がある。また強度のマルチパスフェージング回線においてはダイバーシティ方式や適応等化技術が不可欠で、見通し外通信のように伝搬距離が大きな回線では整合フィルタ(MF)と判定帰還形等化器(DFE)を備える適応受信機が必要となる。また見通し外通信方式での受信信号レベルは低い為、干渉波レベルの方が高くなりやすい。このような強度の広帯域干渉波を除去するにはダイバーシティブランチ(複数のダイバーシティ信号)間での干渉波どうしを逆相合成するパワー・インバージョン・アダプティブ・アレイ方式がよく用いられている。この技術に関してはコンプトン

が“ザパワー・インバージョン・アダプティブ・アレイ：コンセプト アンド パフォーマンス”(アイ・イー・イー トランザクション オン エアロスペース アンド エレクトロニック システムズ ヴォル エーイー・エス 15 ナンバー6 1979年11月)として発表している。

【0003】 図3にマルチパスフェージング環境下での広帯域干渉波の除去についてパワー・インバージョン・アダプティブ・アレイを用いた従来技術の受信機の構成図を示す。この偏波ダイバーシティ方式の受信機は、図示されない偏波ダイバーシティ信号を受信するアンテナ、V(垂直)およびH(水平)偏波信号を受信する二つの受信回路から、入力端1および2にそれぞれダイバーシティ信号を入力し、出力端3から判定データを出力している。この受信機において、112と113は乗算器、116は加算器、117は減算器、118と119はAGC増幅器、114と115は相関器、110と111はAGC増幅器、120は切替器(SW)、311は等化器である。

【0004】 各ダイバーシティ信号(入力端1, 2に入力される中間周波数またはベースバンド信号である信号A, B)は、AGC増幅器110と111によりフェージングによるレベル変動が除かれた後、乗算器112と113に通される。乗算器112と113では相関器114および115からの複素タップ係数がそれぞれ乗じられる。これらのタップ係数は、AGC増幅器110と111出力とのダイバーシティ合成後のAGC増幅器118出力との相関値である。これらの相関値は乗算器112と113の入力信号に対する伝達係数の複素共約となっており、乗算器112と113の出力は、位相に関して互いに同相に、振幅に関しては入力2乗になる。従って乗算器112出力と113出力を加算器116で合成することにより最大比合成が行われる。干渉波が存在しない時、切替器120はAGC増幅器118出力の最大比合成ルートを選択出力し、等化器(EQL)311に受信信号を供給し、等化器311はマルチパスフェージングによる波形歪を除去した判定データを出力端子3に出力する。

【0005】 図3のダイバーシティ受信機に広帯域でD/U比(干渉波と希望波の比)がマイナスとなるような強力な干渉波が存在する場合、切替器120は減算器117出力をAGC増幅器119を介して選択出力する。この減算器117は乗算器112出力から乗算器113出力を減じており、加算器116が位相について同相合成を行うのに対し、減算器117は逆相合成を行うことで、干渉波の除去を行う。すなわち減算器117出力はパワー・インバージョン・アダプティブ・アレイ出力と等価である。

【0006】 図4に図3の受信機における干渉除去の動作説明図を示す。図4(a)と(d)は、それぞれダイ

3

パーシテイルト1, 2 (入力端1, 2) の信号A, Bを示している。ここで、各ルート希望波をS1, S2とし、干渉波J1, J2とする。D/Uがマイナスとなるくらい干渉波が大きい時、干渉波どうし同相合成されるように制御され、図4 (b) と (e) に示すように、乗算器112と113出力にて干渉波J1とJ2とが振幅および位相が等しくなる。この場合、図4 (c) は、加算器116出力では干渉波J1とJ2どうしの同相合成を示している。一方、図4 (f) に示すように減算器117では干渉波どうし逆相合成され、干渉波は除去され、希望信号波S1とS2のみ抽出されている。しかし希望波S1とS2については最大比合成のみならず同相合成すら行なわれないことになる。特に希望波Sと干渉波Jとの位相関係により、希望信号波S1とS2が消えることがある。信号AとBが図4 (g) と (j) のようにSとJとの振幅位相関係が同じ場合、乗算器112と113の出力は図4 (h) と (k) のように一致する。この時図4 (i) のように加算器116出力はSもJも同相合成で、減算器117出力はSもJも逆相合成となる。すなわち干渉波J1とJ2は除去されているが、希望信号波S1もS2も消滅することになる。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】 上述した従来技術の偏波ダイバーシティ受信機では、干渉波を除去しようとすると、希望波についてダイバーシティの最大比合成あるいは同相合成が行なわれないため、マルチパスフェージング回線での適応等化による最適受信と干渉波除去とが両立せず、場合によっては希望信号を消失させてしまうと言う問題点がある。

【0008】 本発明の目的は、この問題点を解決することにより、干渉除去に伴う希望波の消滅を防ぐことができ、ダイバーシティ効果を損なわないで強度広帯域干渉波を除去し、マルチパス歪を効果的に除去することが可能な干渉波除去装置を提供することにある。

【0009】

【課題を解決するための手段】 この発明による干渉波除去装置は、同一送信データで変調された垂直および水平偏波の無線周波数信号を送信アンテナから送信する送信機と、前記垂直および水平偏波の無線周波数信号を受信アンテナに受ける受信機とを備える偏波ダイバーシティ方式の干渉波除去装置において、前記送信機が、前記垂直および水平偏波無線周波数信号間に所定の遅延時間差を持たせて送信する送信手段と、前記送信アンテナの偏波面を回転制御する送信アンテナ偏波回転制御手段とを備え、前記受信機が、受信した前記垂直および水平偏波無線周波数信号をそれぞれAGC増幅するAGC増幅器と、前記AGC増幅器各々の出力と前記AGC増幅器に対応する相関信号とをそれぞれ乗算する乗算器と、前記二つの乗算器の出力を同相合成する加算器と、前記二つの乗算器出力を逆相合成する減算器と、前記加算器の出

4

力をAGC増幅するAGC増幅手段と、前記AGC増幅器各々の出力と前記AGC増幅手段の出力との相関をそれぞれとって前記相関信号を生じる相関器と、前記同相合成出力と逆相合成出力とを切替る切替器と、前記切替器の出力を適応受信する適応整合フィルタと、前記適応整合フィルタの出力を判定帰還等化する判定帰還形等化器と、前記受信アンテナの偏波面を回転制御する受信アンテナ偏波回転制御手段とを備えている。

【0010】

10 【作用】 本発明の干渉波除去装置は、偏波ダイバーシティを行うマルチパスフェージング回線の送信側にてダイバーシティブランチ間に一定の遅延時間差を持たせて送信し、受信側ではダイバーシティブランチ間での干渉波が逆相となるようにダイバーシティ合成を行うことにより、強度広帯域干渉波を除去し、ダイバーシティブランチ間の送信シンボル遅延時間差により干渉除去に伴う希望波の消滅を防ぎ、整合フィルタ(MF)および判定帰還形等化器(DFE)を用いることにより、ダイバーシティ効果を損なわないで強度広帯域干渉波とマルチパス歪を除去する。

【0011】

【実施例】 次に本発明について図面を参照して説明する。図1は本発明の一実施例の構成図である。また、図2は図1の実施例の動作説明図である。

【0012】 図1に示す偏波ダイバーシティ方式の送信機11は、送信データを変調器(MOD)101によって中間周波数信号の送信データに周波数変換し、この送信データを2分岐する。この送信データ的一方は送信器(TX)103により無線周波数信号に変換され、送信アンテナ105のV偏波信号として送信される。中間周波数信号の送信データの他方は、遅延素子102により時間 τ だけ遅延された後、送信器(TX)104により同一周波数の無線周波数信号に変換され、送信アンテナ105によりH偏波信号として送信される。これらVおよびH偏波信号のペアが、偏波ダイバーシティのダイバーシティブランチをなす。なお、この送信機11は、後述する送信アンテナ制御器106を備える。

【0013】 図1の受信機12は、受信アンテナ107のV偏波受信面から上記V偏波信号を受け、受信アンテナ107のH偏波受信面から上記H偏波信号を受ける。これらVおよびH偏波受信信号は、それぞれ受信回路(RX)108および109により中間周波数信号(またはベースバンド信号)に変換される。これらの中間周波数信号は、図3の受信機の説明における入力端1および2の信号Aおよび信号Bと同じである。以下、AGC増幅器110, 111, 乗算器112, 113, 相関器114, 115, 加算器116, 減算器117, AGC増幅器118, 119, 切替器120は、図3の従来技術の受信機で述べたパワー・インバージョン・アダプティブ・アレイを構成している。

5

【0014】ここで、加算器116出力がダイバーシティの最大比合成出力に、減算器117出力がパワー・インバージョン・アダプティブ・アレイ出力に対応している。すなわち干渉波が無い時には加算器116がダイバーシティ合成信号を供給し、強度の干渉波がある場合には減算器117は干渉波が除去された信号を出力する。なお、この受信機12は、図3で述べた等化器311を適応整合フィルタ(AMF)121と判定帰還形等化器(DFE)122に分割して示し、また、後述する切替制御器(SW CONT)123と受信アンテナ制御器(RX ANTCONT)124とを備えている。

【0015】図2は図1の実施例の動作を説明するための図である。図1と図2を合せ参照し、この実施例の動作を説明する。図2において、207は受信電界レベルの変動、208は乗算器112出力での希望波S1のシンボル列、209は乗算器112出力での干渉波J1、210は乗算器113出力での希望波S2のシンボル列、211は乗算器113出力での干渉波J1、212は減算器117出力での希望波シンボル列、213は判定帰還形等化器122出力での希望波シンボル列を、それぞれ示している。

【0016】受信アンテナ107のV偏波面にはV偏波希望信号S1と干渉波源Jからの干渉波J1が受信され、H偏波面にはH偏波希望信号S2と干渉波源Jからの干渉波J2とが受信される。干渉波レベルが強く、D/U(希望波対干渉波レベル比)がマイナスの場合、従来技術で述べたように乗算器112および113出力での干渉波は209および211に示すように同振幅同位相に制御されている。従って減算器117により干渉波どうしキャンセルしあい、干渉波が除去される。一方希望波に関しては208および210に示すように受信シンボル列が時間的にずれている。これは送信機11にて送信データの送信シンボル $\{a_n\}$ ($n=\dots-2, -1, 0, 1, 2, \dots$)に対してVH偏波間で τ だけ遅延差を持たせているからである。ここでは遅延差 τ を5T(Tはシンボル周期)に設定している。また受信電界レベル207は伝搬路のフェージングによる変動を示している。通常V偏波とH偏波の無線周波数信号は同一経路を伝搬する。従って互いに無相関となる経路を利用する空間ダイバーシティと異なり、偏波ダイバーシティブランチ間には多少相関がある。従って電界レベル207のような受信レベル変動はVH両偏波に対して共通に影響を及ぼす。電界レベル207において、斜線部は瞬断しきい値以下となる領域であり、この部分は受信シンボル列に対して瞬断を引き起こす。これに対応してシンボル列208および210の斜線部で示した部分は信号が消失した信号断となっている。

【0017】減算器117出力では干渉波が除去されているが、212に示すように信号断を有した受信シンボル列となっている。一方、シンボル列212は希望波2

6

08と210との差信号であり、1個のシンボルにそれぞれ遅延差のあるシンボル2個が重なりあっている。シンボル列212の上段を希望するブランチであるとする。と下段は符号間干渉と等価である。すなわちシンボル列212は2波伝搬モデルによりマルチパス歪を受けた受信信号で、かつ斜線部で示される信号断を有したものとなっている。このようなマルチパス歪を受けた受信信号に対しては適応整合フィルタ121と判定帰還形等化器122とで構成される適応受信機が効果的である。この適応整合フィルタ(AMF)121と判定帰還形等化器(DFE)122による適応受信に関しては、渡辺孝次郎により電子通信学会、通信方式研究会1979年2月(CS78-203)に“マルチパス伝送路における適応受信方式”として提案されており、対流圏散乱通信においてすでに実用化されている。

【0018】適応整合フィルタ205は、受信信号に対するインパルス応答の時間反転複素共約を畳み込むことにより、伝送系のインパルス応答を対称化し、受信信号のSN比を最大化する。すなわちシンボル列212下段の符号間干渉としてのシンボル a_0 成分の大半は212上段の希望シンボル a_0 に時間領域の最大比合成される。同様にシンボル列212上段でシンボル a_1 から a_4 の信号断となっている部分にはシンボル列212下段の符号間干渉成分の a_1 から a_4 が最大比合成される。すなわちシンボル列212斜線の信号消失している部分には下段から希望信号が供給され、信号断を復旧させる効果がある。この整合フィルタリングの後、伝搬路のマルチパスフェージングを含めた最終的なマルチパス歪が判定帰還形等化器121により除去され、信号断がなく送信データと同じシンボル列213を復調することが可能となる。すなわち、ここでは偏波面を媒体として時間ダイバーシティ効果が得られていると解釈できる。

【0019】さらに図1を参照すると、判定帰還形等化器122からの判定データ信号により切替制御器123は干渉波の有無を判断し、干渉波が無い場合には加算器116出力を選択するよう、干渉波が有る場合には減算器117出力を選択するよう切替器120を制御する。

【0020】なお、干渉波がV偏波あるいはH偏波のいずれかで励振され、両偏波ダイバーシティブランチの一方にしか受信されない場合には、パワー・インバージョン・アダプティブ・アレイを用いた干渉除去が不可能となる。このような場合には送信アンテナ制御器106および受信アンテナ制御器124により送信アンテナ105および受信アンテナ107の偏波面を同一の角度を保つように回転させる。この操作により偏波間の送受の直交性を保ちながら干渉波成分が両偏波間に受信できるようになり、以上述べた干渉除去動作が継続できる。

【0021】

【発明の効果】以上説明したように本発明は、偏波ダイ

7

パーシティ受信において、ダイバーシティブランチ間で遅延時間差を持たせて送信し、受信側にて偏波ダイバーシティブランチ間でパワー・インバージョン・アダプティブ・アレイによる干渉除去を行い、干渉除去後の信号を適応整合フィルタ (AMF) および判定帰還形等化器 (DFE) を用いた適応受信機に通すことにより、従来の干渉波除去に伴う希望信号波の消滅という問題点を解決し、ダイバーシティ効果を保存しながら強度な広帯域干渉波とマルチパス歪の除去を可能とする効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の一実施例の構成図である。

【図2】 この実施例の動作説明図である。

【図3】 従来の干渉波除去装置の構成図である。

【図4】 従来の干渉波除去装置の動作説明図である。

【符号の説明】

1, 2 入力端

3 出力端

11 送信機

12 受信機

101 変調器 (MOD)

102 遅延素子

103, 104 送信器 (TX)

105 送信アンテナ

106 送信アンテナ制御器 (TX ANT CONT)

T)

8

107 受信アンテナ

108, 109 受信回路 (RX)

110, 111, 118, 119 AGC増幅器

112, 113 乗算器

114, 115 相関器

116 加算器

117 減算器

120 切替スイッチ (SW)

121 適応整合フィルタ (AMF)

10 122 判定帰還形等化器 (DFE)

123 切替制御器 (SW CONT)

124 受信アンテナ制御器 (RX ANT CONT)

311 等化器 (EQL)

207 受信電界レベル変動

208 乗算器112出力での希望波S1のシンボル列

209 乗算器112出力での干渉波J1

210 乗算器113出力での希望波S2のシンボル列

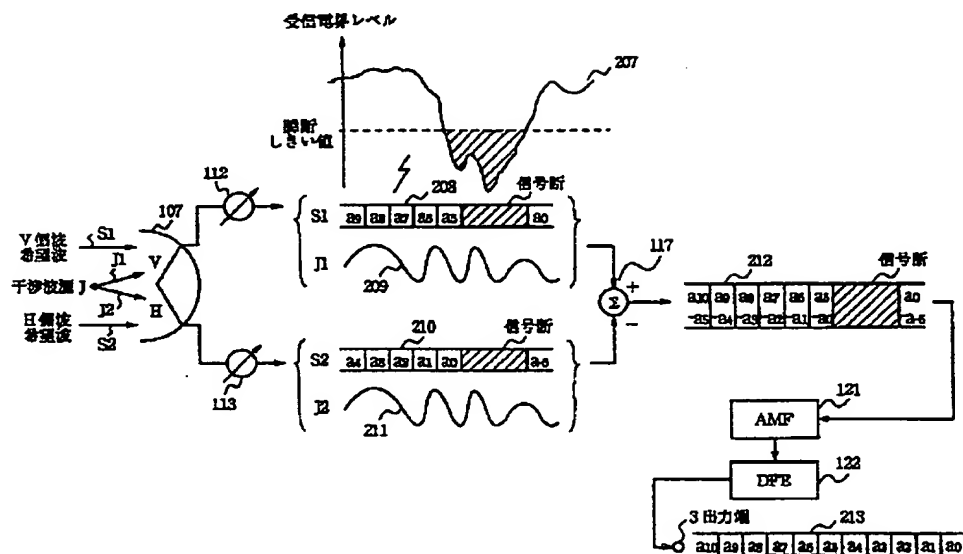
20 列

211 乗算器113出力での干渉波J1

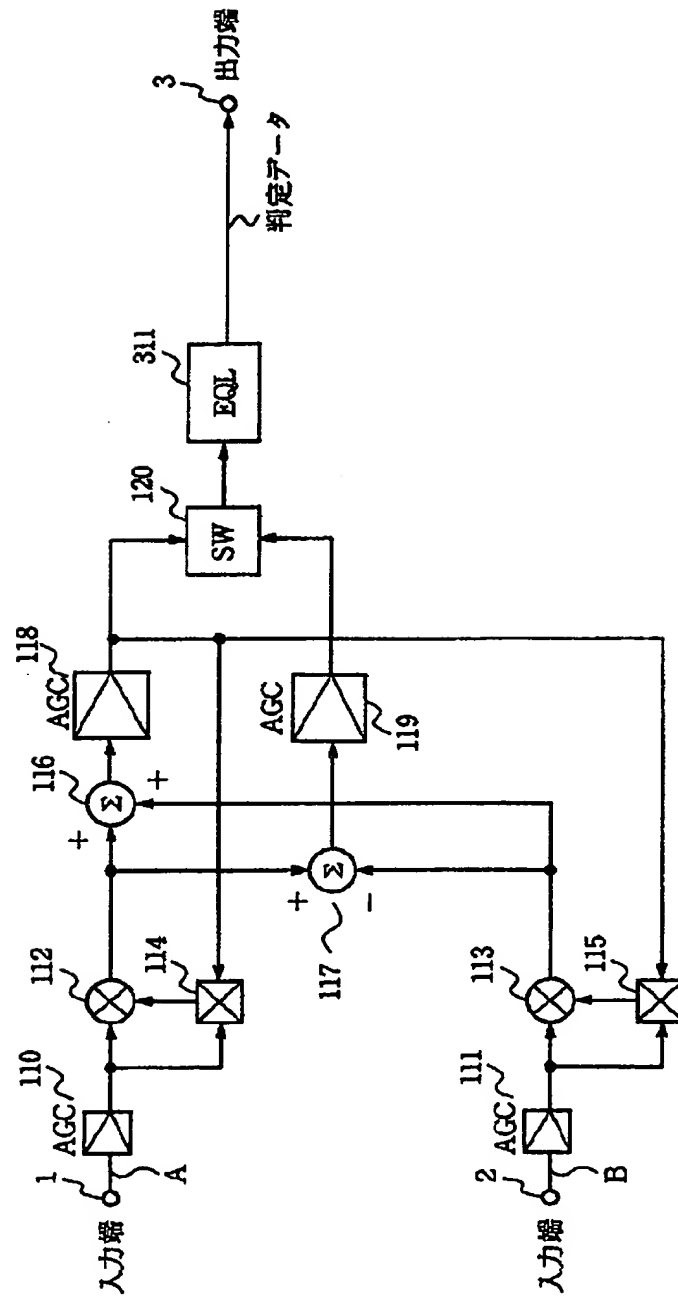
212 減算器117出力での希望波シンボル列

213 判定帰還形等化器122出力での希望波シンボル列

【図2】



【図3】



【図4】

